



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑫ Offenl gungsschrift  
⑩ DE 195 31 966 A 1

⑤1 Int. Cl.<sup>6</sup>:  
H 05 B 41/392  
F 21 M 7/00

②1 Aktenzeichen: 195 31 966.4  
②2 Anmeldetag: 30. 8. 95  
④3 Offenlegungstag: 7. 3. 96

DE 195 31 966 A 1

③0 Unionspriorität: ③2 ③3 ③1  
30.08.94 JP 6-227427

⑦1 Anmelder:  
Koito Mfg. Co., Ltd., Tokio/Tokyo, JP

⑦4 Vertreter:  
Grünecker, Kinkeldey, Stockmair & Schwanhäusser,  
Anwaltssozietät, 80538 München

⑦2 Erfinder:  
Yamashita, Masayasu, Shimizu, Shizuoka, JP;  
Goichi, Oda, Shimizu, Shizuoka, JP

Rechercheantrag gem. § 43 Abs. 1 Satz 1 PatG ist gestellt  
Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤4 Stromversorgungsschaltung für eine Entladungslampe

⑤7 Eine Versorgungsschaltung, die mit einer Rechteckwellenschaltung betrieben ist, hat eine Gleichspannungs-Boosterschaltung, einen Wechselrichter vom Brückentyp und eine Spule, die mit der Ausgangsseite des Wechselrichters verbunden ist. Eine Metallhalidlampe ist in Serie zur Spule geschaltet. Eine weitere Spule und ein Kondensator sind zwischen die Gleichspannungs-Boosterschaltung und den Wechselrichter geschaltet. Eine Serienschaltung aus einem Widerstand und einer Diode ist parallel zur zweiten Spule geschaltet. Dieser Aufbau erzeugt eine Resonanzspannung mit einem hohen Spitzenwert zur Kompensation einer Rückzündspannung einer Entladungslampe, die erzeugt wird, wenn die Polarität der Rechteckwellenspannung wechselt, wodurch der Leuchtausfall der Entladungslampe unmittelbar nach dem Zünden verhindert wird.

DE 195 31 966 A 1

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf eine verbesserte und neue Stromversorgungsschaltung vom Rechteckwellen-Zündungstyp für eine Entladungslampe, welche Stromversorgungsschaltung eine Resonanzspannung erzeugt, die einen hohen Spitzenwert hat, um die Rückzündungsspannung der Entladungslampe zu kompensieren, die zum Zeitpunkt der Polaritätsumkehr einer Rechteckwelle erzeugt wird, um dadurch den häufigen Leuchtausfall der Entladungslampe unmittelbar nach der Aktivierung der Entladungslampe zu vermeiden.

In letzter Zeit sind Metallhalidlampen verminderter Größe bekannt geworden, die als Lichtquellen als Ersatz für Glühlampen hohe Aufmerksamkeit erregt haben. Eine bekannte Stromversorgungsschaltung für eine Fahrzeug-Metallhalidlampe ist beispielsweise dazu eingerichtet, eine Gleichspannungsversorgungsquelle zu benutzen, so daß eine Eingangsgleichspannung nach Umwandlung in eine Rechteck-Wechselspannung erhöht und dann der Metallhalidlampe zugeführt wird.

Wenn die Polarität einer Rechteckwelle, die einer Lampe zuzuführen ist, umgekehrt wird, dann wird eine Rückzündspannung erzeugt. Eine Schaltung zur Kompensierung dieser Rückzündspannung ist bereits vorgeschlagen worden, die eine Resonanzspannung mit hohem Spitzenwert erzeugt, um dadurch den Leuchtausfall, ein Flackern der Lampe od. dgl. zu vermeiden.

Fig. 8 zeigt die wesentlichen Teile einer solchen Schaltung a. Ein Gleichspannungsstromversorgungsteil b dient dazu, die erhöhte und/oder herabgesetzte Ausgangsspannung einer Batterie (nicht dargestellt) entgegenzunehmen.

Ein Wechselrichter c in der nachfolgenden Stufe wandelt den Ausgang des Versorgungsteils b in eine Rechteck-Wechselspannung um. Der Gleichspannungswandler c hat einen Brückenaufbau mit Halbleiterschaltenelementen.

Eine Spule d ist an einem Ende e der Anschlußleitungen e und e' angeschlossen, die den Gleichspannungsversorgungsteil b mit dem Wechselrichter c verbinden.

Ein Kondensator f ist mit einem Ende mit dem anderen Ende der Spule d und zugleich mit dem Wechselrichter verbunden und mit dem anderen Ende an die Leitung e' angeschlossen.

Eine Spule i ist mit einer (h) der Versorgungsleitung h und h' verbunden, an die eine Metallhalidlampe g an den Wechselrichter c angeschlossen ist.

In dieser Schaltung a wird der Ausgang des Gleichstromversorgungsteils b mittels des Wechselrichters c in eine Rechteckspannung umgewandelt, die wiederum der Metallhalidlampe g über die Spule i zugeführt wird. Es ist jedoch möglich, die Rückzündspannung der Lampe zum Zeitpunkt der normalen Zündung zu kompensieren und auch die Anfangsstufe der Zündung durch Ausnutzung der Spitzenspannung zu kompensieren, die durch die Resonanz der Spule d und des Kondensators f erzeugt wird.

Wenn ein Spannungsabfall nach der LC-Resonanz aufgrund der Reaktion der Resonanz in der obigen Schaltungsstruktur auftritt, dann nimmt der Lampenstrom vorübergehend ab, so daß ein Leuchtausfall der Lampe auftreten kann.

Fig. 9 zeigt schematisch den Kurvenverlauf an den wesentlichen Abschnitten des Anfangszündzustandes der Lampe, und sie zeigt den Zusammenhang zwischen dem Potential  $V_a$  zwischen der Spule d und dem Kon-

densator f und dem Strom  $I_L$ , der durch die Spule i fließt. Im Diagramm ist  $t_1$  der Anstiegspunkt der Rechteckspannung  $V_a$ ,  $t_2$  ist der Punkt, an dem sich die Polarität von  $I_L$  umkehrt,  $t_3$  ist der Punkt, an dem  $V_a$  schnell nahe Null fällt, und  $t_4$  ist der Punkt, an dem  $I_L$  vorübergehend nach  $t_3$  abfällt.

Wie dargestellt, zeigt  $V_a$  vorübergehend die Spitze aufgrund der LC-Resonanz, fällt aber schnell auf einen Wert nahe Null ab aufgrund der Reaktion der Resonanz, so daß der Lampe keine ausreichende Spannung zugeführt wird. Als Folge davon fällt der Strom  $I_L$ , der auf die Spitze zum Zeitpunkt  $t_3$  hinter  $t_2$  angestiegen ist, vorübergehend bei  $t_4$  auf eine Größe, bei der leicht ein Leuchtausfall an der Lampe auftreten kann.

Der Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, eine Stromversorgungsschaltung vom Rechteckwellen-Zündungstyp für eine Entladungslampe anzugeben, die eine Resonanzspannung erzeugt, die einen hohen Spitzenwert hat, um die Rückzündspannung der Entladungslampe zu kompensieren, die zum Zeitpunkt der Umkehrung der Polarität der Rechteckwelle erzeugt wird, um dadurch den häufigen Leuchtausfall der Entladungslampe und das dadurch hervorgerufene Flackern zu vermeiden.

Diese Aufgabe wird durch die im Anspruch 1 angegebenen Merkmale gelöst. Vorteilhafte Ausführungsformen der Erfindung sind Gegenstand der Unteransprüche.

Gemäß der Erfindung wird die Rückzündspannung durch die Resonanzspannung mit hohem Spitzenwert kompensiert, die durch die Kopplung des zweiten Induktanzelements und des Resonanzkondensators zum Zeitpunkt der Polaritätsumkehr der Rechteckwelle erzeugt wird, und der Strom wird durch die Stromkompensationseinrichtung kompensiert, wenn die Eingangsspannung des Wechselrichters kleiner als die Ausgangsspannung des Gleichstromversorgungsteils nach der Resonanz wird, derart, daß die Größe der Stromzuführung zum Wechselrichter vom Gleichspannungsteil größer wird, als die Stromzuführung durch das zweite Induktanzelement. Dieser Aufbau verhindert, daß das Anschlußpotential des Resonanzkondensators aufgrund der Resonanzreaktion schnell abfällt, und es wird verhindert, daß der Lampenstrom vorübergehend abfällt. Es ist daher möglich, die Häufigkeit des Leuchtausfalls beträchtlich zu vermindern.

Die Erfindung wird nachfolgend unter Bezugnahme auf die Zeichnungen näher erläutert. Es zeigt:

Fig. 1 ein Blockschaltbild des Aufbaus einer Zündspannung für eine Entladungslampe gemäß dieser Erfindung;

Fig. 2 ein Schaltbild der wesentlichen Teile der Stromversorgungsschaltung für eine Entladungslampe gemäß dieser Erfindung;

Fig. 3 ein Diagramm, das schematisch die Kurvenformen an wesentlichen Abschnitten zeigt, um den Schaltungsbetrieb zu erläutern, wenn keine Stromkompensationseinrichtung vorgesehen ist;

Fig. 4 ist eine Äquivalenzschaltung der wesentlichen Teile, wenn Feldeffekttransistoren 24(1) und 24(4) eingeschaltet werden;

Fig. 5A und 5B sind Signalformen, die einen Strom 126 zeigen, der durch eine Spule 26 fließt, wobei Fig. 5A den Stromverlauf zeigt, wenn keine Stromkompensationseinrichtung vorhanden ist, während Fig. 5B den Stromverlauf zeigt, wenn eine Stromkompensationseinrichtung vorgesehen ist;

Fig. 6 zeigt das Schaltbild einer Modifikation der Stromkompensationseinrichtung;

Fig. 7 zeigt eine andere Modifikation der Stromkompensationseinrichtung, die sich von der nach Fig. 6 unterscheidet;

Fig. 8 ist ein Schaltbild der wesentlichen Teile einer konventionellen Kompensationsschaltung, und

Fig. 9 ist ein schematisches Diagramm zur Erläuterung der Probleme, die im Stand der Technik auftreten.

Eine Stromversorgungsschaltung für eine Entladungslampe gemäß einer bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird nun im Detail unter Bezugnahme auf die begleitenden Zeichnungen erläutert. In der dargestellten Ausführungsform ist die Erfindung für eine Stromversorgungsschaltung für eine Fahrzeug-Entladungslampe adaptiert.

Fig. 1 ist ein Blockschaltbild, das den allgemeinen Aufbau einer Stromversorgungsschaltung 1 zeigt.

Eine Batterie 2 ist zwischen Gleichstromanschlüsse 3 und 3' geschaltet, und ein Zündschalter 4 ist in der Leitung vorgesehen, die den positiven Anschluß einer Gleichspannungs-Boosterschaltung 5 mit dem Anschluß 3 verbindet, der mit dem positiven Anschluß der Batterie 2 verbunden ist. Diese Gleichspannungs-Boosterschaltung 5 ist nicht auf die Art beschränkt, die eine Spannungsverstärkung steuert, sie kann auch dazu bestimmt sein, sowohl eine Verstärkung als auch eine Abschwächung der Spannung zu steuern.

Ein Resonanzsteuerer 5 folgt als nächste Stufe hinter der Gleichspannungs-Boosterschaltung 5 und hat zur Aufgabe, die Rückzündspannung der Lampe zu kompensieren, in dem der Spitzenwert der Resonanzspannung zum Zeitpunkt der Polaritätsumkehr der Rechteckwelle ausgenutzt wird.

Ein Wechselrichter 7 dient dazu, die Ausgangsgleichspannung der Gleichspannungs-Boosterschaltung 5 in eine Rechteckspannung umzuwandeln.

Eine Stromversorgungsschaltung 8 erzeugt einen Triggerimpuls, wenn eine Metallhalidlampe 9 aktiviert wird, überlagert dieses Triggerimpuls auf den Wechselspannungsausgang des Wechselrichters 7 und liegt die resultierende Ausgangsspannung an die Metallhalidlampe 9 an, die zwischen Wechselspannungsausgangsanschlüssen 10 und 10' geschaltet ist.

Eine Steuerschaltung 11 steuert die Ausgangsspannung der Gleichspannungs-Boosterschaltung 5. Diese Steuerschaltung 11 enthält einen V-I-Steuerer 12, dem eine Spannungs-Strom-Steuerung der Lampe zugeordnet ist, und einen PWM (Impulsbreitenmodulations-)Steuerer 13.

Der V-I-Steuerer 12 dient dazu, die Zündsteuerung der Metallhalidlampe 9 auf der Grundlage der Steuerkurve auszuführen, die das Verhältnis zwischen der Lampenspannung und dem Lampenstrom definiert. Dieser V-I-Steuerer 12 verwendet eine Ladelinie, die man durch lineare Approximation einer Kurve stetiger Leistung im Normalzustand erhält. Während die Lampenspannung und der Lampenstrom direkt erfaßt werden können, werden bei dieser Ausführungsform Signale, die der Lampenspannung und dem Lampenstrom äquivalent sind, dazu verwendet, Detektorsignale indirekt zu erhalten.

Der V-I-Steuerer 12 empfängt ein Spannungsdetektorsignal, das der Ausgangsspannung der Gleichspannungs-Boosterschaltung 5 entspricht, die durch Spannungsteilerwiderstände 14 und 14' ermittelt wird, die zwischen den Ausgangsanschlüssen der Gleichspannungs-Boosterschaltung 5 angeordnet sind, und er emp-

fängt auch ein Stromdetektorsignal, das dem Ausgangsstrom der Gleichspannungs-Boosterschaltung 5 entspricht. Das Stromdetektorsignal wird in Form einer Spannung über einen Strombegrenzungswiderstand 15 eingegeben, der in der Erdleitung angeordnet ist, die die Gleichspannungs-Boosterschaltung 5 mit dem Wechselrichter 7 verbindet.

Ein Befehlssignalausgang vom V-I-Steuerer 12 wird zum PWM-Steuerer 13 gesandt, der ein Steuersignal (S13) erzeugt. Dieses Steuersignal S13 wird zur Gleichspannungs-Boosterschaltung 5 rückgekoppelt.

Fig. 2 zeigt den Schaltungsaufbau der wesentlichen Teile der Stromversorgungsschaltung 1 im Detail.

Wie dargestellt, hat die Gleichspannungs-Boosterschaltung 5 die Struktur einer Chopper-Gleichspannungswandlerschaltung. Sie enthält eine Spule 16, die in einer positiven Leitung L1 angeordnet ist, einen N-Kanal-FET 17, der zwischen die positive Leitung L1 und eine Erdleitung L2 geschaltet ist, eine Gleichrichterdiode 18, deren Anode mit dem Drain des FET 17 an der positiven Leitung L1 verbunden ist, einen Glättungskondensator 17, der zwischen der Kathode der Diode 18 und der Masseleitung geschaltet ist. Das Schalten des FET 17 wird durch den Impuls S13 gesteuert, der vom PWM-Steuerer 13 stammt.

Wenn der FET 17 durch die Gleichspannungs-Boosterschaltung 5 und den Steuerimpuls S13 vom PWM-Steuerer 13 eingeschaltet wird, dann sammelt die Spule 16 Energie an. Wenn der FET 17 ausgeschaltet wird, dann entlädt sich die in der Spule 16 angesammelte Energie, und eine dieser Spannung äquivalente Energie wird der Eingangsspannung der Gleichspannungs-Boosterschaltung 5 überlagert, um die Gleichspannungsüberhöhung zu erzeugen.

Der Resonanzsteuerer 6 weist eine Spule 20 in der positiven Leitung L1 und einen Kondensator 21 auf. Die Spule 20 ist mit einem Ende mit der Kathode der Diode 18 der Gleichspannungs-Boosterschaltung 5 verbunden, während ihr anderes Ende über den Kondensator 21 mit der Erdleitung L2 verbunden ist. Die Anschlußspannung des Kondensators 21 gelangt zum Wechselrichter 7. Die Kapazität des Kondensators 21 ist so gewählt, daß sie kleiner ist als die des Kondensators 19 an der Ausgangsstufe der Gleichspannungs-Boosterschaltung 5. Wenn der Lampe im Anfangszustand der Zündung ein großer Strom zugeführt wird, um die Aktivierungszeit der Lampe abzukürzen, dann fließt auch ein großer Strom durch die Spule 20, der unerwünschterweise dazu führt, daß die Spitzenspannung, die durch die LC-Resonanz erzeugt wird, zu hoch wird. In diesem Falle sollte die Spule 20 eine Sättigungscharakteristik haben, eine Zenerdiode sollte parallel zum Kondensator 21 geschaltet sein, um die Resonanzspitzenspannung zu vermindern oder unter die Durchbruchspannung der Vorrichtung abzusinken, oder es sollten geeignete andere Maßnahmen getroffen werden.

Ein Widerstand 22 und eine Diode 23 sind in Serie miteinander geschaltet und sind insgesamt parallel zur Spule 20 geschaltet. Genauer gesagt, ein Ende des Widerstandes 22 ist zwischen die Spule 20 und den Kondensator 19 geschaltet, und das andere Ende des Widerstandes 22 ist mit der Anode der Diode 23 verbunden, deren Kathode zwischen die Spule 20 und den Kondensator 21 geschaltet ist.

Der Wechselrichter 7 enthält einen Treiber 7a vom Brückentyp mit vier N-Kanal-FET's und einen Treibersteuerer 7B, der ein Schaltsteuersignal an jene FET's sendet.

Von den vier N-Kanal-FET's 24(i) (i = 1, 2, 3, 4), die in der Treibersektion 7A vom Brückentyp angeordnet sind, sind die FET's 24(1) und 24(3) in Serie geschaltet, und die FET's 24(2) und 24(4) sind in Serie geschaltet. Das erste Paar FET's und das zweite Paar FET's sind parallel zueinander angeordnet.

Der obere FET 24(1) des ersten FET-Paares ist an seinem Drain mit der positiven Leitung L1 und an seiner Source mit dem Drain des unteren FET 24(3) verbunden, dessen Source wiederum mit der Erdleitung L2 verbunden ist. Der obere FET 24(2) des zweiten FET-Paares ist an seinem Drain mit der positiven Leitung L1 verbunden und an seiner Source mit dem Drain des unteren FET 24(4) verbunden, dessen Source mit der Erdleitung L2 verbunden ist.

Dämpfungsdioden 25(i) (i = 1, 2, 3, 4) sind jeweils zwischen Drain und Source der jeweiligen FET's 24(i) (i = 1, 2, 3, 4) geschaltet.

Der Ausgang des Wechselrichters 7 wird zwischen den FET's 24(1) und 24(3) einerseits und zwischen den FET's 24(2) und 24(4) abgenommen. Eine Spule 26 ist in einer der Leitungen angeordnet, die den Verbindungspunkt zwischen den FET's 24(2) und 24(4) mit dem Ausgangswendlungsanschlus 10 verbindet. Diese Spule 26 ist äquivalent der Sekundärwicklung eines Triggertransformators (nicht dargestellt), der in der Stromversorgungsschaltung 8 angeordnet ist, um einen Aktivierungsimpuls für die Metallhalidlampe 9 zu erzeugen. Zum Zeitpunkt der Aktivierung der Metallhalidlampe 9 wird der von einem Impulsgenerator in der Stromversorgungsschaltung 8 erzeugte Impuls durch den Triggertransformator erhöht, der Aktivierungsimpuls, der durch die Spule 26 erzeugt wird, überlagert sich jedoch der Ausgangsspannung des Wechselrichters 7, und die resultierende Spannung wird der Metallhalidlampe 9 zugeführt.

Es ist vorteilhaft, wenn die Induktivität (L26) der Spule 26 kleiner ist, als die Induktivität (L20) der Spule 20, (d. h.  $L26 < L20$ ). Der Grund hierfür ist, daß wenn L26 kleiner ist, die Zündung des Lampenstroms zum Zeitpunkt der Polaritätsumkehrung der Rechteckwelle größer wird, so daß der Leuchtausfall der Lampe durch Verringerung der Zeit verhindert werden kann, für die der Lampenstrom nahe dem Nullpunkt ist, so daß die Spule 20 dazu dient, einen höheren Spannungsspitzenwert zu erhalten als jener, der durch die Spule 26 erzeugt wird.

Bezüglich der Schaltsteuerung der FET's 24(i) sendet der Treibersteuerer 7B Steuersignale S(i) (i = 1, 2, 3, 4) zu den jeweiligen FET's solcherweise, daß zwei Paare orthogonal angeordneter FET's reziprok angesteuert werden. Weil die Struktur des Treibersteuerers 7b kein direkter Gegenstand der vorliegenden Erfindung ist, erscheint Darstellung und Beschreibung desselben entbehrlich.

Es wird nun die Wirkung von Widerstand 22 und Diode 23 (gestrichelt eingezeichneter Block in Fig. 2) im Resonanzsteuerer 6 der Stromversorgungsschaltung 1 beschrieben.

Zunächst wird der Betrieb ohne Beachtung von Widerstand 22 und Diode 23 diskutiert. Es sei angenommen, daß die FET's 24(2) und 24(3) eingeschaltet werden, bevor die Polarität der Rechteckwelle durch den Wechselrichter 7 gewechselt wird. Der Strom (I20), der durch die Spule 20 fließt, und der Strom (I26), der durch die Spule 26 fließt, haben die Richtungen, die durch die mit durchgezogener Linie gezeichneten Pfeile in Fig. 2 dargestellt sind.

Fig. 3 zeigt schematisch die Signalverläufe an den einzelnen Abschnitten, wenn der Widerstand 22 und die Diode 23 nicht vorgesehen wären. Dieses Diagramm zeigt das Verhältnis zwischen dem Potential (Va) zwischen der Spule 20 und dem Kondensator 21 und den Strömen I26 und I20. Im Diagramm stellt "T" die Zeit dar, wobei "T1" den Spitzenwert repräsentiert, "T2" der Punkt ist, an dem Va schnell gegen Null geht, und "T3" der Punkt ist, an dem I26 nach T3 vorübergehend abfällt.

Wenn die FET's 24(2) und 24(3) ausgeschaltet werden (die FET's 24(1) bis 24(4) werden sämtlich zu diesem Zeitpunkt ausgeschaltet), tritt Resonanz durch die Kopplung der Spule 20 und der Kondensatoren 21 und 19 bezüglich I20 und durch die Kopplung der Spule 26 mit dem Kondensator 21 über die Dioden 25(1) und 25(4) bezüglich I26 auf, wodurch das Potential Va erhöht wird.

Wenn die FET's 24(1) und 24(4) anschließend eingeschaltet werden, dann wird die Schaltung äquivalent zur Schaltung von Fig. 4. Das heißt ein Kreis, der durch die Spule 20 und die Kondensatoren 21 und 19 geschlossen wird, und ein Kreis, der durch die Metallhalidlampe 9, die Spule 26 und die Diode 27 (äquivalent den vorgenannten Dioden 25(2) und 25(3)) geschlossen wird, werden gebildet.

Wenn das Potential Va ansteigt, nimmt der Strom I26 zu und zeigt die Spitze bei T1, bei welcher die Polarität des Stromes I26 umgekehrt wird, die Richtung des Stromes I26 wird jene, die durch die gestrichelte Linie in Fig. 2 oder Fig. 4 eingezeichnet ist. Eine solche Zeitlage kann durch geeignete Einstellung der Induktivität der Spule 20 und der Kapazität des Kondensators 21 definiert werden.

Nach T1 fällt Va ab und I26 steigt, wenn jedoch Va nahezu auf Null zum Zeitpunkt T2 fällt, hört der Strom I20 zu fließen auf.

Während der Zeitdauer, in der Va nahezu auf Null fällt ( $T2 < T < T3$ ) nimmt I26 allmählich ab und erreicht das Minimum bei T3.

Nach T2 steigt I20 linear mit einer gewissen Steigung ( $I20 = (V/L) \cdot t$  an, wobei V die Ausgangsspannung der Gleichstrom-Boosterschaltung 5 ist und t die Zeit ist, die seit T2 verstrichen ist, und L die Induktivität der Spule 20 ist. Bis T3 erreicht ist, wird der Kondensator 21 jedoch nicht geladen, und I20 fließt in der Richtung, die durch den ausgezogenen Pfeil in Fig. 3 oder 4 gezeigt ist, und I26 fließt durch den geschlossenen Kreis, der durch die Diode 27 und die Metallhalidlampe 9 verläuft, wie durch den gestrichelt eingezeichneten Pfeil in Fig. 4 gezeigt. Zum Zeitpunkt T3 wird I20 gleich I26, und der Kondensator 21 wird dann durch I20 geladen, Va steigt an und I26 nimmt nach T3 zu.

Aus obigem ist ersichtlich, daß wenn Va nahezu auf Null durch die Reaktion der Resonanz nach dem Erreichen der Resonanzspitze bei T1 abfällt, die Stromzuführung, die mit I26 verbunden ist, nicht fortfährt. Um diesen Nachteil zu vermeiden, sollte eine Stromzuführung stattfinden, die größer ist, als die Stromzuführung durch die Spule 20, wenn Va kleiner wird, als die Ausgangsspannung V der Gleichspannungs-Boosterschaltung 5.

Bei dieser Ausführungsform sind der Widerstand 22 (mit der Widerstandsgröße R22) und die Diode 23 (deren Vorwärtsspannungsabfall Vf ist) parallel zur Spule 20 geschaltet, so daß der Strom, der durch die Diode 23 fließt (dargestellt mit I23) die Größe  $I23 = (V - Va - Vf)/R22$  wird. Aus dieser Gleichung geht augenscheinlich hervor, daß je größer die Potentialdifferenz  $V - Va$  wird, umso größer der Strom ist, der zugeführt werden

kann. Es ist somit möglich, den scharfen Abfall von  $V_a$ , der durch die Resonanzreaktion auftritt, zu vermeiden, und weiterhin zu vermeiden, daß I26 vorübergehend bei T3 abfällt. Weil der effektive Widerstand der Spule 20 kleiner als R22 eingestellt ist, geht der Strom, der vom Resonanzsteuerer 6 zum Wechselrichter 7 fließt, nach der Resonanz allmählich von I23 auf I20 über.

Fig. 5 zeigt Signalverläufe einer beobachteten Änderung von I26 im Verlauf der Zeit zum Zeitpunkt der Polaritätsumkehr der Rechteckwelle beim anfänglichen Zündzustand. Fig. 5A zeigt die Signalform, wenn Widerstand 22 und Diode 23 nicht vorhanden sind, und Fig. 5B zeigt den Signalverlauf, wenn Widerstand 22 und Diode 23 vorhanden sind.

Aus dem Vergleich der beiden Signalverläufe geht hervor, daß der vorübergehende Abfall von I26 (siehe Pfeil A in Fig. 5A), der zu beobachten ist, wenn Widerstand 22 und Diode 23 fehlen, überhaupt nicht festgestellt werden kann, wenn Widerstand 22 und Diode 23 vorhanden sind, wie in Fig. 5B gezeigt. Es ist daher möglich, den Leuchtausfall der Metallhalidlampe 9 zu verhindern.

Obgleich die Serienschaltung aus Widerstand 22 und Diode 23 parallel zur Spule 20 bei dieser Ausführungsform geschaltet ist, ist diese Erfindung doch nicht auf diese spezielle Anschlußart beschränkt. Die Vorteile der Erfindung können solange bewahrt werden, wie die Schaltung derart gestaltet ist, daß ein größerer Strom als der von der Spule 20 hervorgerufene abgegeben werden kann, wenn  $V_a$  kleiner als die Ausgangsspannung  $V$  der Gleichspannungs-Boosterschaltung 5 wird.

Gemäß dem Beispiel nach Fig. 6 können ein PNP-Transistor 28 und die Diode 23 parallel zur Spule 20 derart angeordnet sein, daß der Emittor des Transistors 28 mit dem einen Ende der Spule 20 auf der Seite der Gleichspannungs-Boosterschaltung 5 verbunden ist und der Kollektor des Transistors 28 mit der Anode der Diode 23 verbunden ist, deren Kathode wiederum mit dem anderen Ende der Spule 20 auf der Wechselrichterseite 7 verbunden ist, wobei jeweils Widerstände 29 bzw. 30 zwischen die Basis und den Emittor des Transistors 28 bzw. zwischen die Basis und den Kollektor desselben eingefügt sind. In diesem Falle wird eine Widerstandsänderung entsprechend der Potentialdifferenz  $V - V_a$  erhalten, in dem der aktive Bereich des Transistors 28 verwendet wird, und ein großer Strom kann zugeführt werden, da  $V - V_a$  größer wird. Als ein anderes Beispiel, das in Fig. 7 gezeigt ist, können ein Transistor 31 und die Diode 23 parallel zur Spule 20 angeordnet sein, und ein Detektor 32 zum Erhalten der Potentialdifferenz  $V - V_a$  oder eines zu dieser Potentialdifferenz äquivalenten Detektorsignals kann so vorgesehen sein, daß er ein Signal an die Basis des Transistors 31 liegt. Diese dargestellte Anordnung kann die Stromzuführung derart steuern, daß ein größerer Strom abgegeben werden kann, wenn  $V - V_a$  größer wird.

Kurz gesagt, gemäß der Erfindung nach Anspruch 1 wird die Resonanzspannung mit hoher Spitze durch die LC-Resonanz des zweiten Induktanzelements (äquivalent der Spule 20 bei dieser Ausführungsform) und den Resonanzkondensator (äquivalent zum Kondensator 21 in dieser Ausführungsform) zum Zeitpunkt der Polaritätsumkehr der Rechteckwelle erhalten werden, die Rückzündungsspannung wird durch diese Resonanzspannung kompensiert, und der notwendige Strom kann geliefert werden, indem die Stromkompensationseinrichtung (äquivalent dem Widerstand 22, der Diode 23 usw. bei dieser Ausführungsform) kann veranlaßt wer-

den, die Stromzuführung vom Gleichspannungsversorgerteil zum Wechselrichter größer zu machen, als die Stromzuführung durch das zweite Induktanzelement, wenn die Eingangsspannung zum Wechselrichter kleiner wird als die Ausgangsspannung der Gleichspannungsversorgerschaltung nach der Resonanz. Diese Lösung kann verhindern, daß das Anschlußpotential des Resonanzkondensators schnell abfällt wegen der Reaktion der Resonanz, und kann verhindern, daß der Lampenstrom vorübergehend abnimmt.

Es ist daher möglich, die Häufigkeit des Leuchtausfalls der Lampe beim anfänglichen Zünden od. dgl. beträchtlich zu unterdrücken. Dieser Schaltungsaufbau ist einfacher als die übliche Schaltung, die nicht sofort eine Rechteckspannung an die Entladungslampe liefert, sondern nur eine Gleichspannung über eine vorbestimmte Zeitdauer abgibt und dann die Gleichspannung auf eine Rechteckspannung umschaltet, um den Zündzustand der Entladungslampe in der anfänglichen Zündphase zu stabilisieren. Dieser Schaltungsaufbau beeinträchtigt darüber hinaus die Lebensdauer der Elektroden der Entladungslampe weniger als die konventionellen Schaltungen.

Gemäß der Erfindung nach Anspruch 2 weist die Stromkompensationseinrichtung ein Halbleiterschalters element auf, das nur in der Richtung von der Gleichspannungsversorgungsschaltung zum Wechselrichter leitet, und enthält ferner einen Widerstand, so daß der Schaltungsaufbau sehr stark vereinfacht ist.

Gemäß der Erfindung nach Anspruch 3 ist die Induktivität des zweiten Induktanzelements größer gewählt als die des ersten Induktanzelements, um eine Resonanzspannung mit ausreichend hoher Spitze sicherzustellen, um das Zündverhalten der Entladungslampe zu verbessern.

#### Patentansprüche

1. Stromversorgungsschaltung für eine Entladungslampe, enthaltend:  
ein Gleichspannungsversorgerteil mit einem Glättungskondensator;  
einen Wechselrichter vom Brückentyp auf der Ausgangsseite des Gleichspannungsversorgerteils;  
ein erstes Induktanzelement, das in einer dem Wechselrichter nachgeschalteten Stufe angeordnet ist, wobei eine Entladungslampe mit diesem ersten Induktanzelement in Serie geschaltet ist, um von einer Wechselspannung betrieben zu werden, die rechteckwellenförmig ist;  
ein zweites Induktanzelement, das zwischen der Gleichspannungsversorgerschaltung und dem Wechselrichter angeordnet ist;  
einen Kondensator, der mit einer Eingangsstufe des Wechselrichters in Serie zum zweiten Induktanzelement verbunden ist, und  
eine Stromkompensationseinrichtung, die parallel zum zweiten Induktanzelement derart geschaltet ist, daß wenn eine Eingangsspannung zum Wechselrichter kleiner als eine Ausgangsspannung des Gleichspannungsversorgerteils ist, die Größe des vom Gleichspannungsversorgerteil zum Wechselrichter fließenden Stroms größer ist, als der Stromfluß, der von dem zweiten Induktanzelement hervorgerufen wird.

2. Stromversorgungsschaltung nach Anspruch 1, bei der die Stromkompensationseinrichtung ein Halbleiterschalters element aufweist, das nur in einer

Richtung von dem Gleichspannungsversorgerteil zum Wechselrichter leitet, und ferner einen Widerstand enthält.

3. Stromversorgungsschaltung nach Anspruch 1 oder 2, bei der die Induktivität des zweiten Induktanzelement größer als die des ersten Induktanzelements ist. 5

4. Stromversorgungsschaltung nach Anspruch 3, bei der das Halbleiterschalterelement eine Diode ist, die in Serie zu dem Widerstand geschaltet ist. 10

5. Stromversorgungsschaltung nach Anspruch 4, bei der der Widerstand einen PNP-Transistor aufweist mit einer Basis, einem Emmitter, der mit dem einen Ende des zweiten Induktanzelements verbunden ist, und einem Kollektor, der mit einer Anode der Diode verbunden ist, deren Kathode mit dem anderen Ende des zweiten Induktanzelements verbunden ist, und weiterhin enthaltend zwei Widerstände, die zwischen die Basis und den Emmitter des PNP-Transistors bzw. zwischen Basis und Kollektor desselben geschaltet sind. 15 20

6. Stromversorgungsschaltung nach Anspruch 4, bei der der Widerstand ein Transistor ist, und wobei ein Spannungsdetektor vorgesehen ist, um eine Spannungsdifferenz zwischen einer Spannung an einem Ende des zweiten Induktanzelements und einer Spannung am anderen Ende desselben zu erhalten, oder um ein Detektorsignal zu erhalten, das äquivalent zu der Spannungsdifferenz ist, und der ein Ausgangssignal zur Basis des Transistors sendet. 25 30

7. Stromversorgungsschaltung nach Anspruch 1, bei der der Wechselrichter einen Treiber vom Brückentyp enthält mit vier N-Kanal-Feldeffekttransistoren, und mit einem Treibersteuerteil zum Aussenden eines Umschaltsteuersignals an die N-Kanal-Feldeffekttransistoren. 35

8. Stromversorgungsschaltung nach Anspruch 7, bei der die N-Kanal-Feldeffekttransistoren ein erstes Transistorenpaar enthält, die miteinander in Serie geschaltet sind, und ein zweites Transistorenpaar enthält, die in Serie zueinander geschaltet sind, wobei das erste Transistorpaar parallel zu dem zweiten Transistorpaar angeordnet ist. 40

9. Stromversorgungsschaltung nach Anspruch 7, bei der ein Treiberteil weiterhin vier Dämpfungsdioden enthält, die jeweils zwischen Drains und Sources der vier N-Kanal-Feldeffekttransistoren geschaltet sind. 45

10. Stromversorgungsschaltung nach Anspruch 1, bei der das erste Induktanzelement eine Sekundärwicklung eines Triggertransformators ist, der in einer Stromversorgungsschaltung angeordnet ist, die in einer nachfolgenden Stufe des Wechselrichters angeordnet ist. 50 55

11. Stromversorgungsschaltung nach Anspruch 9, bei der das erste Induktanzelement zwischen die Verbindung zwischen das zweite Transistorenpaar und einen Wechselstromausgangsanschluß geschaltet ist. 60

Hierzu 8 Seite(n) Zeichnungen

FIG. 1

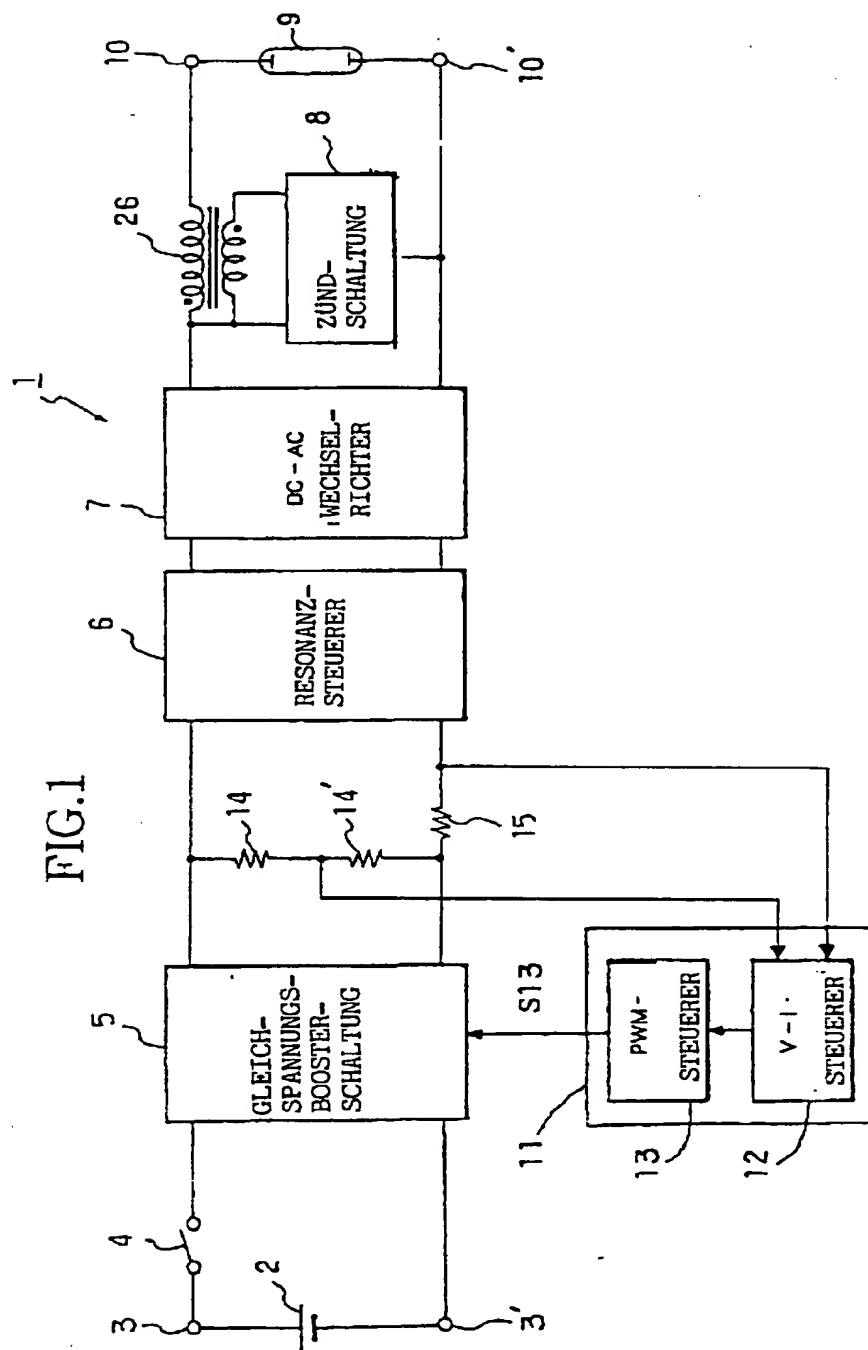


FIG.2

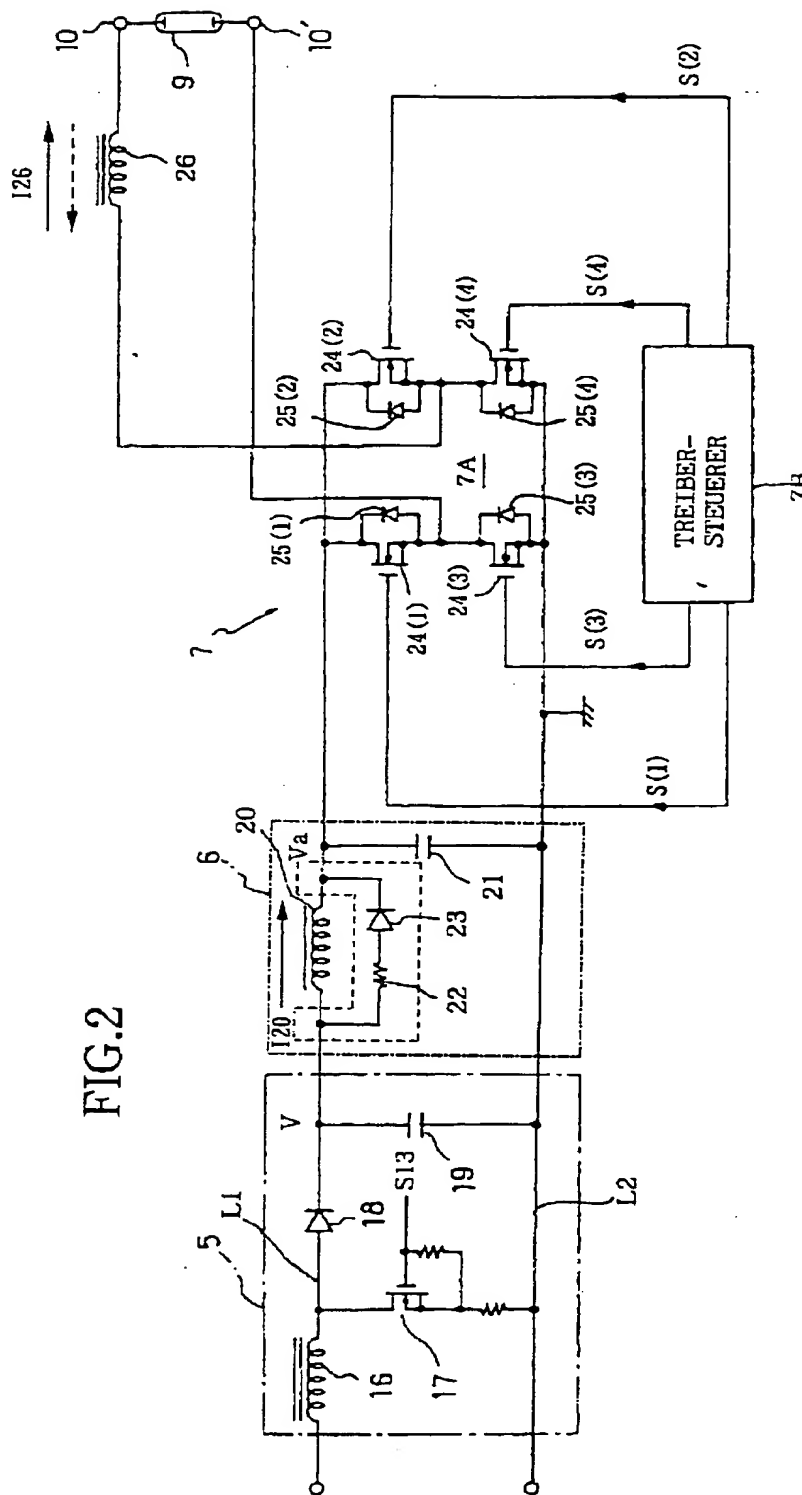




FIG.3

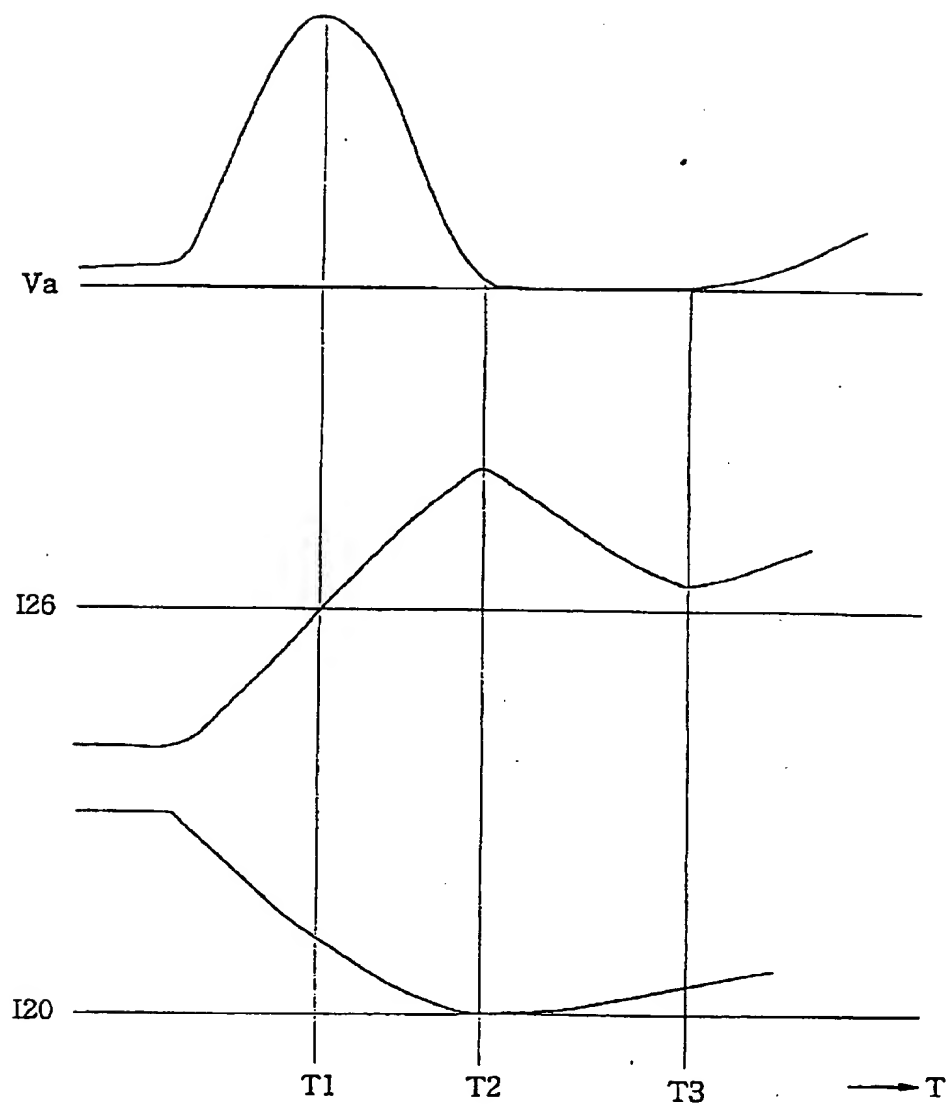


FIG.4

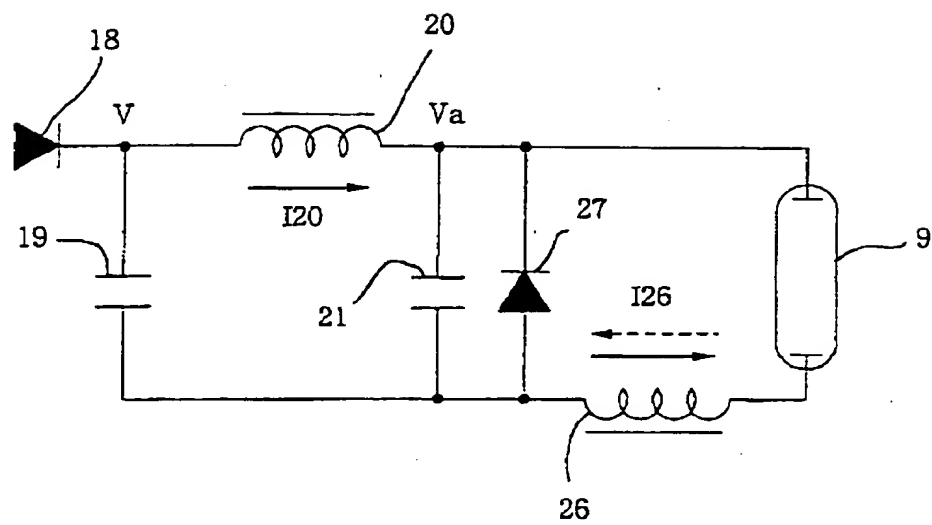


FIG.5A

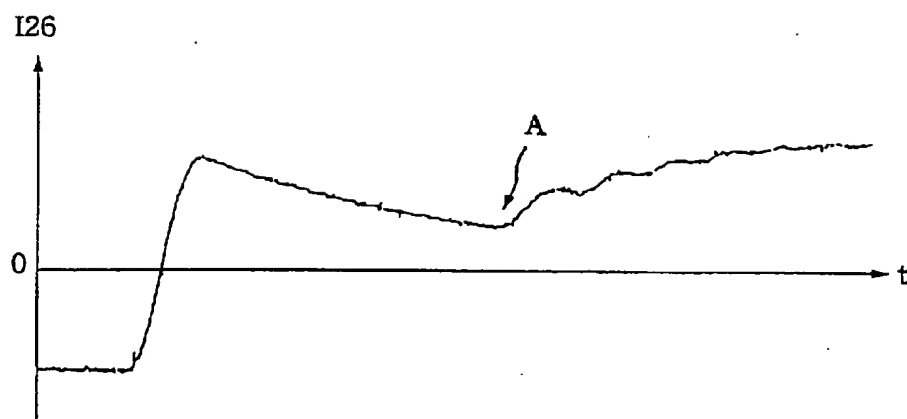


FIG.5B

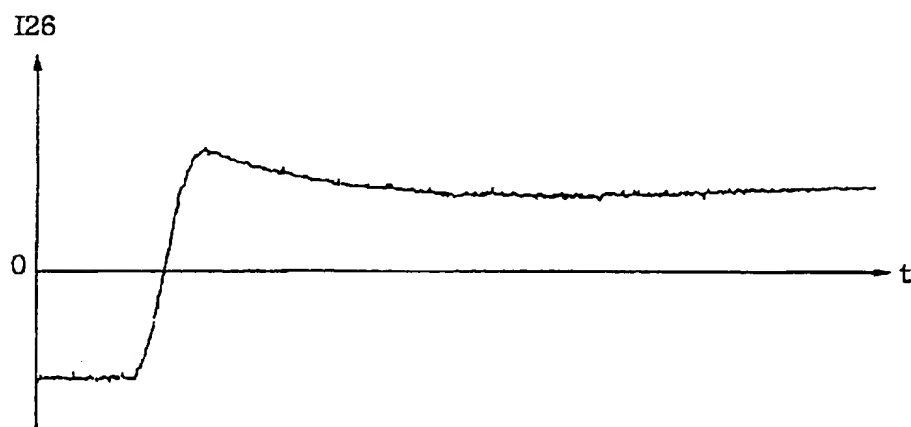


FIG.6

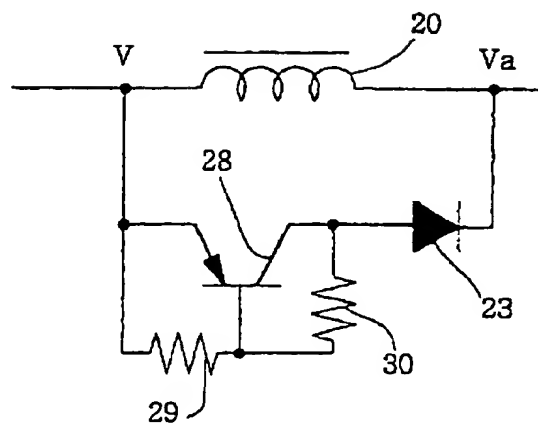
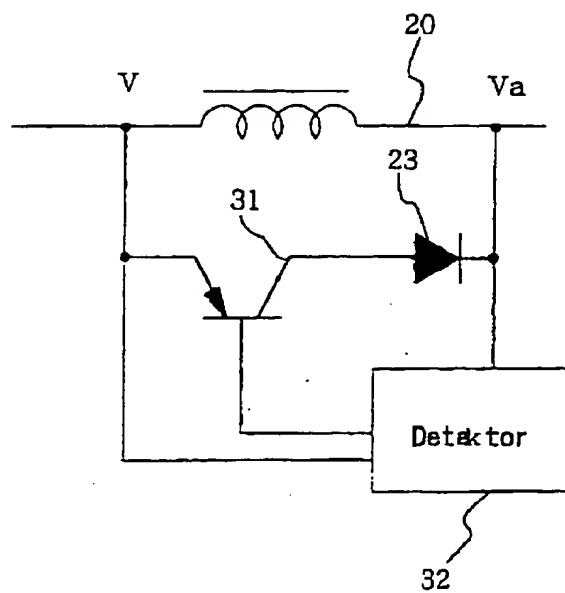


FIG.7



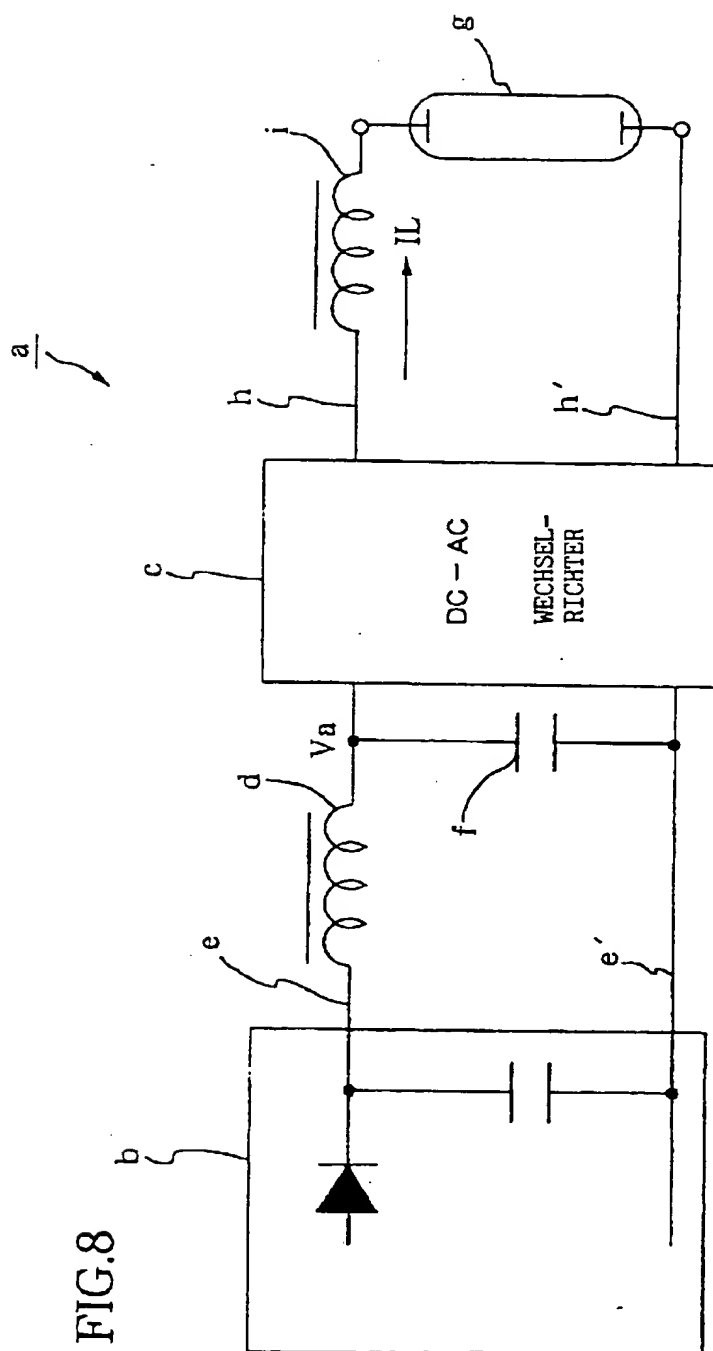
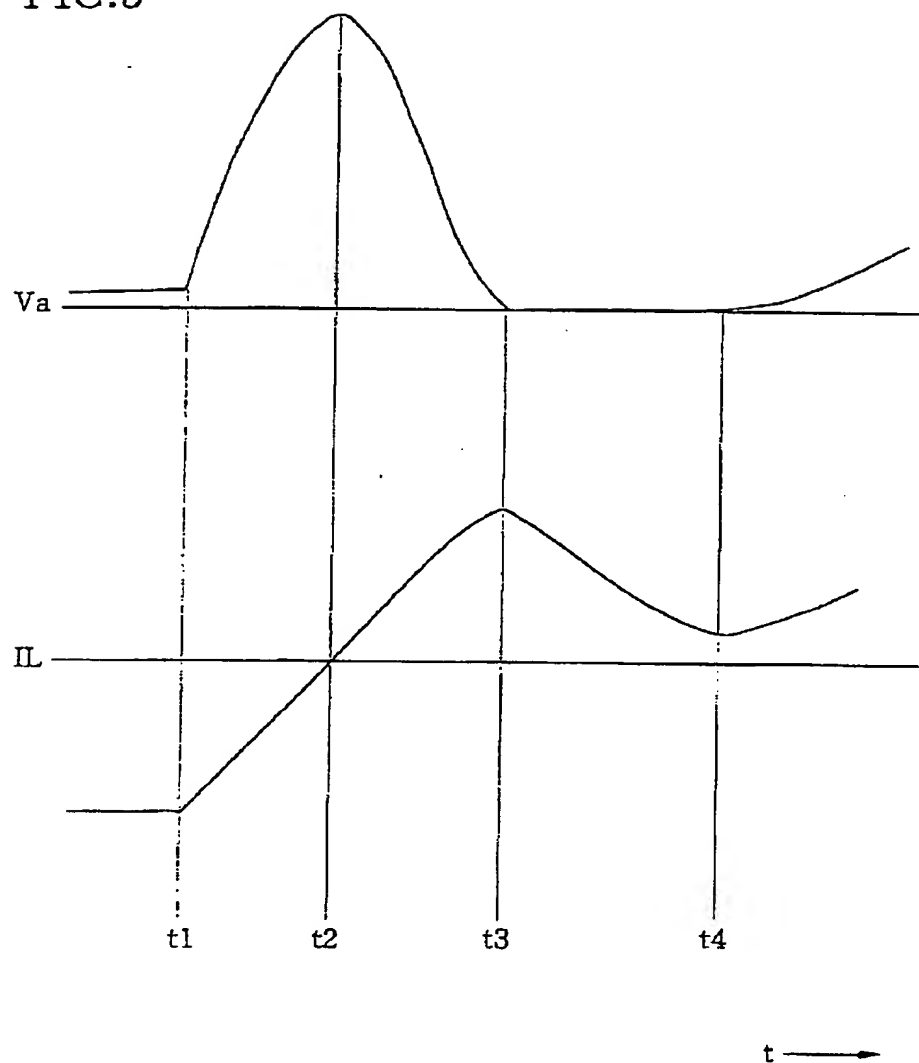


FIG.9



-----  
?s pn=de 19531966

S1 1 PN=DE 19531966

?t s1/7

1/7/1

DIALOG(R)File 351:Derwent WPI

(c) 2002 Derwent Info Ltd. All rts. reserv.

010643757 \*\*Image available\*\*

WPI Acc No: 1996-140711/ 199615

Power supply e.g. for vehicle gas-discharge lamp - has DC source followed by booster circuit and bridge inverter, with current compensation circuit between them

Patent Assignee: KOITO MFG CO LTD (KOIT )

Inventor: GOICHI O; YAMASHITA M; ODA G

Number of Countries: 003 Number of Patents: 004

Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Week
DE 19531966	A1	19960307	DE 1031966	A	19950830	199615 B
JP 8069888	A	19960312	JP 94227427	A	19940830	199620
US 5565743	A	19961015	US 95521577	A	19950830	199647
JP 3224948	B2	20011105	JP 94227427	A	19940830	200172

Priority Applications (No Type Date): JP 94227427 A 19940830

Patent Details:

Patent No	Kind	Lan	Pg	Main IPC	Filing Notes
-----------	------	-----	----	----------	--------------

DE 19531966	A1	14	H05B-041/392		
-------------	----	----	--------------	--	--

JP 8069888	A	8	H05B-041/233		
------------	---	---	--------------	--	--

US 5565743	A	14	G05F-001/00		
------------	---	----	-------------	--	--

JP 3224948	B2	8	H05B-041/24	Previous Publ. patent JP 8069888	
------------	----	---	-------------	----------------------------------	--

Abstract (Basic): DE 19531966 A

The power supply providing a gas discharge lamp with a square wave voltage has a DC source with a voltage booster circuit, an inverter bridge plus a first inductance following the inverter and in series with the lamp. A second inductance in series with a condenser lies between the booster circuit and the inverter.

There is a current compensation unit in parallel with the second inductance, comprising a resistance in series with a diode. This generates a resonance voltage with a high peak value to compensate for the restrike voltage of the lamp which is generated when the polarity of the square wave changes, thereby preventing light deficiency immediately after ignition.

ADVANTAGE - Lamp flicker prevented.

Dwg. 1/9

Abstract (Equivalent): US 5565743 A

A lighting circuit for a discharge lamp comprising:

- a DC power supply circuit section including a smoothing capacitor;
- a bridge type DC-AC converter provided at a subsequent stage of said DC power supply circuit section;
- a first inductance element provided at a subsequent stage of said DC-AC converter with a discharge lamp connected in series to said first inductance element to be lit with a voltage having a square wave;
- a second inductance element provided between said DC power supply circuit section and said DC-AC converter;
- a capacitor connected to an input stage of said DC-AC converter in series to said second inductance element; and
- current compensation means provided in parallel to said second inductance element in such a manner that when an input voltage to said DC-AC converter becomes smaller than an output voltage of said DC power supply circuit section, an amount of current supply to said DC-AC converter from said DC power supply circuit section is greater than an amount of current supply effected by said second inductance element.

Dwg. 2/9

Derwent Class: Q71; U24; X22; X26

International Patent Class (Main): G05F-001/00; H05B-041/233; H05B-041/24; H05B-041/392

International Patent Class (Additional): F21M-007/00; H05B-041/282;